

## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 02-249301

(43)Date of publication of application : 05.10.1990

(51)Int.CI.

H01P 5/02

(21)Application number : 01-070232

(71)Applicant : NIPPON KOSHUHA KK

(22)Date of filing : 22.03.1989

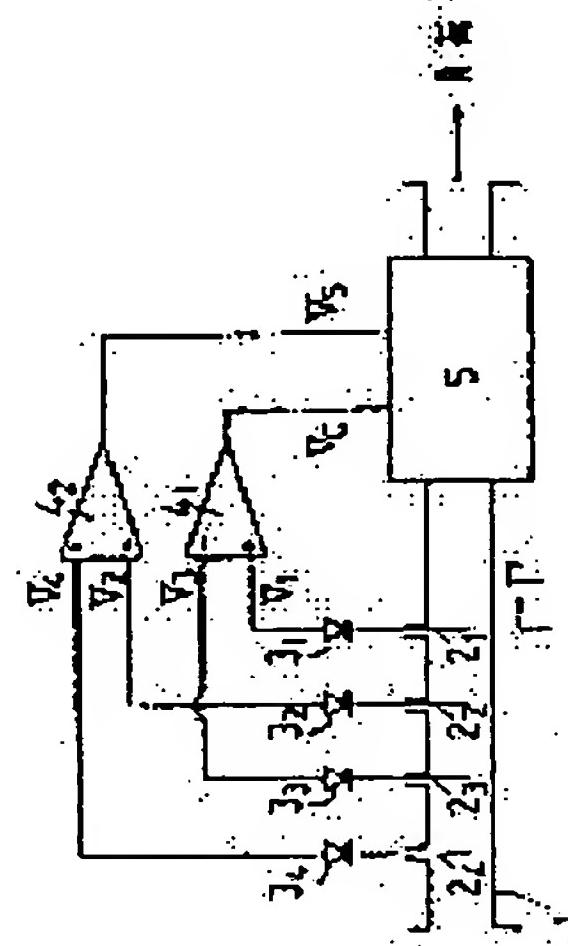
(72)Inventor : SHINOHARA KIBATSU  
HASUNUMA HIROSHI

## (54) MICROWAVE AUTOMATIC LOAD MATCHING CIRCUIT USING MULTI-ELEMENT MATCHING DEVICE

## (57)Abstract:

PURPOSE: To attain automatic matching by using a detection circuit so as to generate a cosine product  $|\Gamma| \cos\theta$  and a sine product  $|\Gamma| \sin\theta$  from a reflection coefficient vector  $\Gamma$  and its argument  $\theta$  of a load and using the both as drive voltages to drive a motor of a matching element in each matching device or the like.

CONSTITUTION: A detection circuit and a matching device 5 are placed between a signal source and a load circuit in a transmission line system, the travelling wave component to a load circuit including the matching device 5 and the reflected wave component are detected to obtain an output of the detection circuit corresponding to the cosine product  $|\Gamma| \cos\theta$  and the sine product  $|\Gamma| \sin\theta$ , where  $|\Gamma|$  is the reflection coefficient and  $\theta$  is the argument of the load circuit, and the matching device 5 is driven by two signals to attain automatic load matching. Thus, the load matching is applied fully automatically and the satisfactory result even against a rapid load fluctuation is obtained in the normal use in terms of the response speed.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

⑩ 日本国特許庁 (JP) ⑪ 特許出願公開  
⑫ 公開特許公報 (A) 平2-249301

⑬ Int. Cl.<sup>5</sup>  
H 01 P 5/02

識別記号 A 廷内整理番号 8626-5 J

⑭ 公開 平成2年(1990)10月5日

審査請求 有 請求項の数 3 (全7頁)

⑮ 発明の名称 多素子整合器を使用するマイクロ波自動負荷整合回路

⑯ 特 願 平1-70232

⑰ 出 願 平1(1989)3月22日

⑱ 発 明 者 篠 原 己 拔 神奈川県横浜市緑区小山町607-5

⑲ 発 明 者 蓼 沼 博 神奈川県横浜市緑区中山町1008

⑳ 出 願 人 日本高周波株式会社 神奈川県横浜市緑区中山町1119

㉑ 代 理 人 弁理士 菅 直 人 外1名

明細書

1. 発明の名称

多素子整合器を使用するマイクロ波自動負荷整合回路

2. 特許請求の範囲

(1) 負荷回路を接続した整合器の信号源側に信号検出回路を置き、整合器を含む負荷回路への進行波成分並びに反射波成分を検出し、それらの強度および位相差に基づき、反射係数の絶対値 $|\Gamma|$ とその偏角 $\theta$ の余弦積 $|\Gamma| \cos \theta$ および正弦積 $|\Gamma| \sin \theta$ に相当する検出回路出力を得、これらによって整合器を調整して負荷回路を自動的に整合せしめる回路において、

伝送線路上、ほぼ線路内波長の $1/8$ の奇数倍の間隔で3個の整合素子を備え、両端の整合素子はその短絡長変化が互いに相反する如く連結して、余弦積出力か正弦積出力の内の何れか一方でこれを駆動し、他方の出力をもって中央の整合素子を駆動する如く構成したマイクロ波自動負荷整合回路。

(2) 負荷回路を接続した整合器の信号源側に信号検出回路を置き、整合器を含む負荷回路への進行波成分並びに反射波成分を検出し、それらの強度および位相差に基づき、反射係数の絶対値 $|\Gamma|$ とその偏角 $\theta$ の余弦積 $|\Gamma| \cos \theta$ および正弦積 $|\Gamma| \sin \theta$ に相当する検出回路出力を得、これらによって整合器を調整して負荷回路を自動的に整合せしめる回路において、

伝送線路上、ほぼ線路内波長の $1/8$ の奇数倍の距離にある2個の整合素子を一対として、その短絡長変化が相反する如く連結し、これを二対以上ほぼ線路内波長の $1/8$ の奇数倍の距離に配置し、その一方を余弦積出力をもって駆動し、他方を正弦積出力で駆動する如く構成したマイクロ波自動負荷整合回路。

(3) 負荷回路を接続した整合器の信号源側に信号検出回路を置き、整合器を含む負荷回路への進行波成分並びに反射波成分を検出し、それらの強度および位相差に基づき、反射係数の絶対値 $|\Gamma|$ とその偏角 $\theta$ の余弦積 $|\Gamma| \cos \theta$ および正弦積 $|\Gamma| \sin \theta$

$\pi/8$ に相当する検出回路出力を得、これらによって整合器を調整して負荷回路を自動的に整合せしめる回路において、

伝送線路上、ほぼ線路内波長の $1/8$ の奇数倍の距離にある2個の整合素子の短絡長変化が一定比率をもって相反する如く連結し、これらよりも負荷側に線路内波長の $1/8$ の奇数倍付近の距離に1個の整合素子を置き、一方を余弦積出力電圧、他方を正弦積出力電圧で駆動する如く構成したマイクロ波自動負荷整合回路。

### 3. 発明の詳細な説明

#### (産業上の利用分野)

本発明は例えば導波管や同軸管等の伝送線路におけるマイクロ波自動負荷整合回路、特に多素子整合器を使用するマイクロ波自動負荷整合回路に関する。

#### (従来の技術)

各種産業のエネルギー源は、品質管理上特に安定であることを必要とする。マイクロ波電力を各種産業のエネルギー源として採用することは、他の場

マイクロ波自動負荷整合回路を提案し、一応の目的は達成したが、なお整合不可能区域が存在するなど、不満足な点が強かった。またその後、特開昭63-264832号および特開昭63-264893号において、E/H整合器を使用するものを提案したが、共に制御回路がやや複雑になった。

本発明は上記の問題点を解決すると共に、負荷の急変に際しても自動的に負荷整合を実施し、常に安定な電力供給を行い、有効な品質管理を実現することのできる負荷整合回路を提供することを目的とする。

#### (課題を解決するための手段)

上記の目的を達成するために本発明は以下の構成としたものである。即ち、本発明は伝送線路系において、信号源と負荷回路の間に検出回路と整合器を置き、整合器を含む負荷回路への進行波成分並びに、反射波成分を検出し、それらの強度並びに位相差に基づき、負荷回路の反射係数 $|r|$ とその偏角 $\theta$ の余弦積 $|r|\cos\theta$ 並びに正弦積 $|r|\sin\theta$ に相当する検出回路出力を得、この2信号によっ

合に比し、特殊な効果を發揮することが多く、有効な利用が期待されているが、負荷の変化範囲が広く、然も急激に変動することが多いため、運転中マイクロ波電力を常に安定に供給することが、品質管理上特に希望されており、そのためにいわゆる負荷整合が行われている。

従来、マイクロ波帶における負荷整合は、負荷への進行波電力および負荷からの反射電力を監視しながら、3個以上のスタブ整合器やE/H整合器等を手動で操作し、反射電力最小で進行波電力最大の点に調整していた。

#### (発明が解決しようとする課題)

ところが、上記のような手動による負荷整合操作では、絶えず負荷の変動を監視し、対応動作を遅やかに実施しなければならず、急激な変動に対して正しく迅速に対応することは非常に困難である。そのため負荷状態の急変に際しての適切な応答が遅れ、品質管理上問題があった。

そこで本出願人は先に特開昭63-15502号において上記のような負荷整合を自動的に行う

て整合器を駆動して自動負荷整合を行わせるもので、その整合器として以下に述べる3種類の整合器のいずれかを使用する。

第1の整合器としては、線路上ほぼ線路内波長の $1/8$ の奇数倍の間に、並列または直列分岐の3個の整合素子を備え、このうち両端の2個は、それらの入力等価リアクタンスまたは等価サセブタンスが共にゼロとなる点付近から正逆相反する方向に運動せしめ、これを一方の検出電圧で駆動し、中央の整合素子を他方の検出変圧で駆動することによって自動整合を行わせる。

第2の整合器としては、偶数個の整合素子を使い、このうち、線路内波長のほぼ $1/8$ の奇数倍の距離にある2個の整合素子を一对として、この短絡器移動を差動的に運動させ、これと線路内波長の約 $1/8$ の奇数倍を隔てた他の一对と相対する両検出電圧によって駆動せしめ自動的に整合を行わせる。

第3の整合器においては、伝送線路上、線路内波長の約 $1/8$ の奇数倍の距離にある並列分岐または

直列分歧の2個の整合素子を上記第1の整合器の場合と同様に短絡器移動距離を反対方向に連動させ、一方の検出電圧でこれを駆動し、これらよりも線路内波長の約1/8の奇数倍だけ負荷側に寄った距離にある1個の整合素子を他方の検出電圧で駆動することによって、自動的に整合を行わせる。なお、このとき前者の連動整合素子のうち1個の移動量は他方よりも一定比率少なくすると効果的である。

#### (作用)

負荷の反射係数ベクトル $\Gamma$ とその偏角 $\theta$ から余弦積 $|\Gamma| \cos \theta$ と正弦積 $|\Gamma| \sin \theta$ を検出回路で作り、この両者を駆動電圧として上記各整合器における整合素子のモータ等を駆動することによって自動整合を行わせることが可能となる。

#### (実施例)

負荷の反射係数を抽出するには、多探針法や方向性結合器回路を使用するもの等種々あるが、ここではその一例として四探針法を説明する。これはインピーダンス直視装置用として使用されたも

力に $V_1$ と $V_2$ を印加すると、差動増幅器 $A_1$ と $A_2$ の出力は、

$$V_c = V_1 - V_2 = 4K|V_1|^2 |\Gamma| \cos \theta$$

$$V_s = V_2 - V_1 = 4K|V_2|^2 |\Gamma| \sin \theta$$

となり、余弦積 $V_c$ と正弦積 $V_s$ に比例するものとなる。これらを駆動電圧として整合器5内の2組の整合素子にそれぞれ印加して、自動整合を行わせる。

整合素子は、例えば方形導波管の広面に設けた直列分歧や狭面に設けた並列分歧導波管6中に可動短絡片（短絡器）7を入れ、外部の電動機8によつて短絡片を移動させる。

今、並列分歧導波管内で短絡位置を移動させたときの入力サセプタンスの変化、 $b = -jY_{co}$  ( $2\pi L/\lambda$ ) を第2図に示している。即ち、短絡長 $l$ が管内波長 $\lambda$ の $1/8$ のとき、入力サセプタンスはゼロとなり、それよりも長くなると、容量性サセプタンスとなり、短くなると誘導性サセプタンスとなって、負荷アドミッタンスに付加されることになる。

ので、例えば、小口文一・太田正光共著「マイクロ波・ミリ波測定」（コロナ社版）84～86頁に記載されており、このうち本発明の実施例においては第1図に示す四探針法を利用した。

なお以後の実施例では伝送線路として方形導波管を例にして説明するが、同軸線路などにおいても効果は同様である。

第1図において、1は方形導波管で、その電界に沿って $1/8$ 管内波長間隔に探針 $2_1 \sim 2_2 \sim 2_3 \sim 2_4$ が並んでいる。この各探針出力には検波器 $3_1 \sim 3_2 \sim 3_3 \sim 3_4$ が接続されている。各検波特性が二乗特性だとすると、各出力電圧は検波感度を $K$ 、入射波振幅を $V_i$ 、探針 $2_1$ から見た整合器5を含む負荷の反射係数を $|\Gamma| \exp(j\theta)$ として、次式で示される。

$$V_1 = K|V_i|^2 (1 + |\Gamma|^2 + 2|\Gamma| \cos \theta)$$

$$V_2 = K|V_i|^2 (1 + |\Gamma|^2 - 2|\Gamma| \sin \theta)$$

$$V_3 = K|V_i|^2 (1 + |\Gamma|^2 - 2|\Gamma| \cos \theta)$$

$$V_4 = K|V_i|^2 (1 + |\Gamma|^2 + 2|\Gamma| \sin \theta)$$

差動増幅器 $A_1$ の入力に $V_1$ と $V_3$ 、同 $A_2$ の入

また、直列分歧導波管内の短絡片の移動特性は第3図の如く、挿入長ゼロから $1/8$ 管内波長までは誘導性リアクタンスを呈するが、それを越すと容量性リアクタンスとなり、 $1/8$ 管内波長の点で等価リアクタンスはゼロとなり、これ以上挿入されると再び誘導性リアクタンスを呈する。この場合には、負荷インピーダンスに等価リアクタンスが付加されることになる。

前記第1の整合器は、例えば第4図の如く方形導波管1上にはば $1/8$ 管内波長の奇数倍の間隔で、共に直列または並列分歧導波管6を取り付け、その内部に短絡片7を設けて3個の整合素子として使用する。このうち両端の2個は短絡片が反対方向に移動する如くする。即ち、並列分歧導波管整合素子の場合には、短絡片位相が共にはば $1/8$ 管内波長にある所から、一方は正方向、他方は逆方向に移動する如く、電動機の接続方向を変更するなどしておき、余弦積出力電圧または正弦積出力で駆動し、中央の整合素子の電動機は他方の出力電圧で駆動する。

第4図はこの状態の概略図で、整合素子は信号源側から  $S_1 \cdot S_2 \cdot S_3$  とし、それぞれ電動機  $M_1 \cdot M_2 \cdot M_3$  で駆動され、例えば  $M_1$  と  $M_2$  は正弦積出力電圧  $V_s$  で、また  $M_3$  は余弦積電圧  $V_c$  で駆動されるものとし、このうち  $M_1$  による短絡片の移動は、 $S_1$  の逆方向としている。この3個の整合素子は空間的に 1/8管内波長ずれてい るから、第5図のスミス線図で見ると、 $S_1$  が中心から  $\alpha$ までの線上を中心として移動するのに対し て、 $S_2$  はこれより信号源方向へ図上で 90度回転した所の軌跡上を移動し、 $S_3$  は更に 90度反時計方向に回転する。

今、第4図の各分岐は並列分岐とし、正弦積電圧  $V_s$  の増加で、整合素子  $S_1$  の短絡片距離  $l_{11}$  は減少し、整合素子  $S_2$  の短絡片距離  $l_{22}$  は増大するとし、中央の整合素子  $S_3$  の短絡片距離  $l_{33}$  は余弦積電圧  $V_c$  の増加で増大するように設定したとする。このとき  $V_c$  と  $V_s$  の増加による各整合素子のサセプタンス変化は、第2図を参照して下表のようになる。

$l_{11}$  が増加し、サセプタンスが増加するが、 $\Gamma_1$  は  $S_1$  にとって負サセプタンス領域だから、整合に近付けることになり、3個の整合素子が共同して  $|\Gamma_1|$  を 0 即ち  $(1 + j0)$  点の整合に導くよう に動作する。

また負荷の反射係数  $\Gamma_1$  が、第II象限内にあつて ( $\gamma = 0.5 + j0.4$ ) だったとする。このとき余弦積  $|\Gamma_1| \cos \theta < 0$  で、正弦積  $|\Gamma_1| \sin \theta > 0$  だから、 $S_1$  の  $l_{11}$  は減少しサセプタンスは減少するので、 $\beta = 0.5$  の円上をサセプタンスが減少する方向即ち下方へ動き、素子  $S_2$  では正サセプタンス領域だから、 $V_c$  の減少で  $l_{22}$  が減少しサセプタンスが減少する。また素子  $S_3$  では  $V_s$  の増加で負サセプタンス領域からサセプタンスが増加し整合に近付く。このとき素子  $S_2$  と  $S_3$  の動きによって、図から判るように  $\gamma$  も 1 に近付いて行き、 $|\Gamma_1| = 0$  即ち  $\gamma = 1 + j0$  の整合点に到達する。

第III象限や第IV象限内の負荷に対しても同様に、2種の余弦積電圧  $V_c$  と正弦積電圧  $V_s$  によって3個の整合素子が同時に短絡点移動を開始して速

$V_c$ の増加	$l_{22}$ 増加	サセプタンス増
$V_s$ の増加	$l_{22}$ 減少	サセプタンス減
$V_s$ の増加	$l_{33}$ 増加	サセプタンス増

従って、いま第1図の如き検出回路で、整合器を含む負荷回路の反射係数  $\Gamma_1$  が第6図の第I象限内にあって、その標準化アドミッタンスが  $(1.2 + j0.8)$  だったとする。この第I象限内では  $|\Gamma_1| \cos \theta$  と  $|\Gamma_1| \sin \theta$  は共に正値だから、整合素子  $S_1$  は  $l_{11}$  が減少し、サセプタンスを減少させるので、第6図上  $\beta = 1.2$  の円上をサセプタンスが 0.8よりも減少の方向へ移動し、整合素子  $S_2$  は  $l_{22}$  が増加し、サセプタンスが増加するが、第6図上で  $|\Gamma_1|$  の点は  $S_2$  の地点では、負のサセプタンス領域なので時計回りとなり、整合に近付ける方向となり、その上  $S_3$  上の回転によって、コンダクタンス分も  $\beta = 1.2$  から 1.1の方向へ減少する。

また、整合素子  $S_3$  の方も  $V_s$  の正値によって

やかに整合に到るのである。

次に第7図では方形導波管1上、 $1/4$ 管内波長の奇数倍の距離にある並列または直列分岐導波管6内に短絡片7を入れ、両者が共にサセプタンスゼロまたはリアクタンスゼロ付近を中心として相反する方向に短絡片を移動させるとする。このとき信号源側の整合素子  $S_1$  の地点で負荷側を見たイミッタンス  $|M|$  は実数部を  $a$ 、虚数部を  $b$  として、

$$|M| = \frac{1}{a \pm jb} = \frac{a}{a^2 + b^2} \mp j \frac{b}{a^2 + b^2} = \frac{1}{\beta^2 + 1} \left( \frac{1}{\beta^2 + 1} \pm j \right)$$

となり、スミス線図上においては第8図実線のように円形の上下を引伸ばした線群となる。またこの一対の整合素子  $S_1 \cdot S_2$  よりも、管内波長の  $1/8$  の奇数倍の距離だけ負荷側に近付いた一対の整合素子  $S_3 \cdot S_4$  の動きは同スミス線図上で 90度ずれるから、第8図の点線群のように示される。従ってこの一方が余弦積、他方が正弦積電圧で駆動されれば、駆動電圧同志も動作点同志もその変化が共に直角の関係にあるから、容易に整合即ち  $(1 + j0)$  点に到達する。これが前記第2の整合器の作用である。

前記第3の整合器は第9図の如く上記と同様には管内波長の $\frac{1}{2}$ の奇数倍の距離にある並列または直列分岐導波管6内に短絡片7を入れ、両者が共にサセプタンスゼロまたはリアクタンスゼロ付近を中心として相反する方向に短絡片を移動させるが、その一方には反転減衰回路9を使用するか成いは、機構的にその短絡片移動距離をK倍( $K < 1$ )として、相反する方向に移動させる。このとき、信号源側の整合素子 $S_1$ の地点で負荷側を見たイミッタンス $IM$ は実数部を1、虚数部をbとして、

$$IM = \frac{1}{1 \pm jb} \mp jKb = \frac{1}{1 + b^2} \mp jb \left( \frac{1}{1 + b^2} + K \right)$$

となり、 $K = 0.15, 0.2$  および  $0.3$ としたときの

特性変化は第10図のように  $(1 + j0)$  点を通りほぼ直角に並ぶ。従って、これらよりも管内波長で  $1/8$  の奇数倍の所に他の1個の整合素子を置く第9図の回路では、第10図中点線で示す小円でさえも  $K = 0.15 \sim 0.3$  の特性曲線と交わるので、その一方を余弦積出力、他方を正弦積出力電圧で電動機により短絡点を移動させれば、ほぼ全域の

自動整合が行われる。

#### (発明の効果)

以上説明したように本発明によれば、全域の自動負荷整合回路が可能となった。整合器を含む負荷回路の反射波を検出し、その余弦積電圧 $|F|_{\cos \theta}$ と正弦積電圧 $|F|_{\sin \theta}$ を求めるこことにより、例えば2組の多素子整合器を駆動し、全自动に負荷整合が行えることになった。応答速度も通常の使用に当たり、急速な負荷変動に対しても満足する結果を示した。例えば、周波数2.45GHzで、VSWR 1.0の負荷を接続したところ、本発明の前記第1～第3の整合器による整合回路は共に1秒以内にVSWR 1.05以内に整合できた。

尚、並列分岐整合器を有する同軸管回路においても同様の結果が得られた。

#### 4. 図面の簡単な説明

第1図は四探針法を採用した場合の制御電圧検出回路の一例を示す説明図、第2図は並列形整合器の短絡長変化に基づくサセプタンス変化特性を示すグラフ、第3図は直列形整合器の同リアクタ

ンス変化特性を示すグラフ、第4図は本発明に基づく第1の整合器の構成例を示す説明図、第5図はその整合器の各短絡片移動によるスミス線図上の変化特性を示す図、第6図はその整合器の動作説明図、第7図は第2の整合器の構成例を示す説明図、第8図はその整合器の動作説明図、第9図は第3の整合器の構成例を示す説明図、第10図はその整合器の動作説明図である。

1は方形導波管、2<sub>1</sub>・2<sub>2</sub>・2<sub>3</sub>・2<sub>4</sub>は検出用探針、3<sub>1</sub>・3<sub>2</sub>・3<sub>3</sub>・3<sub>4</sub>は検波器、4<sub>1</sub>・4<sub>2</sub>は差動増幅器、5は整合器、6は整合素子の分岐導波管、7は可変短絡片、8は駆動用電動機、9は反転減衰回路。

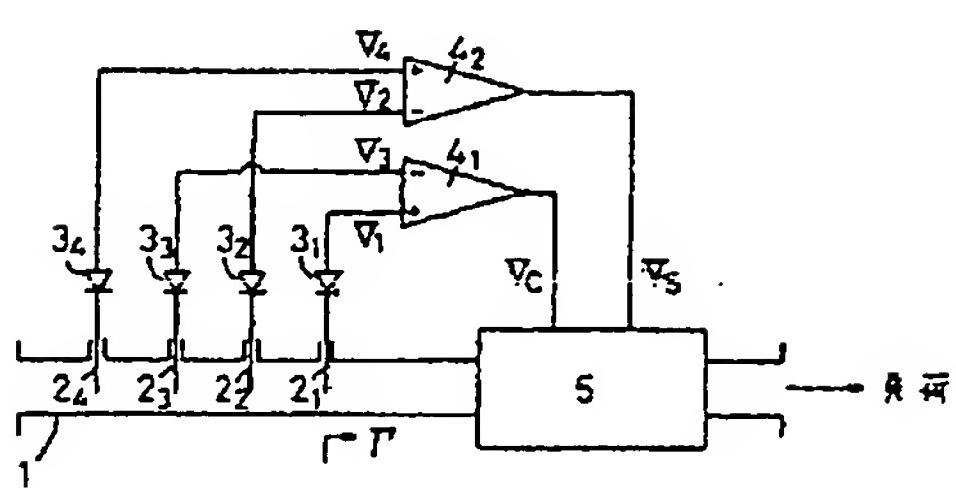
特許出願人 日本高周波株式会社

代理人 弁理士 菅 直 人

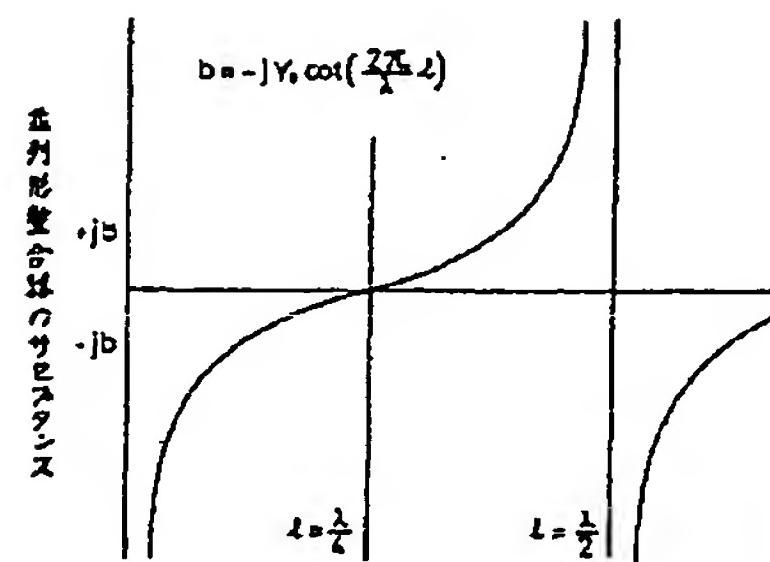
同 高 橋 隆 二



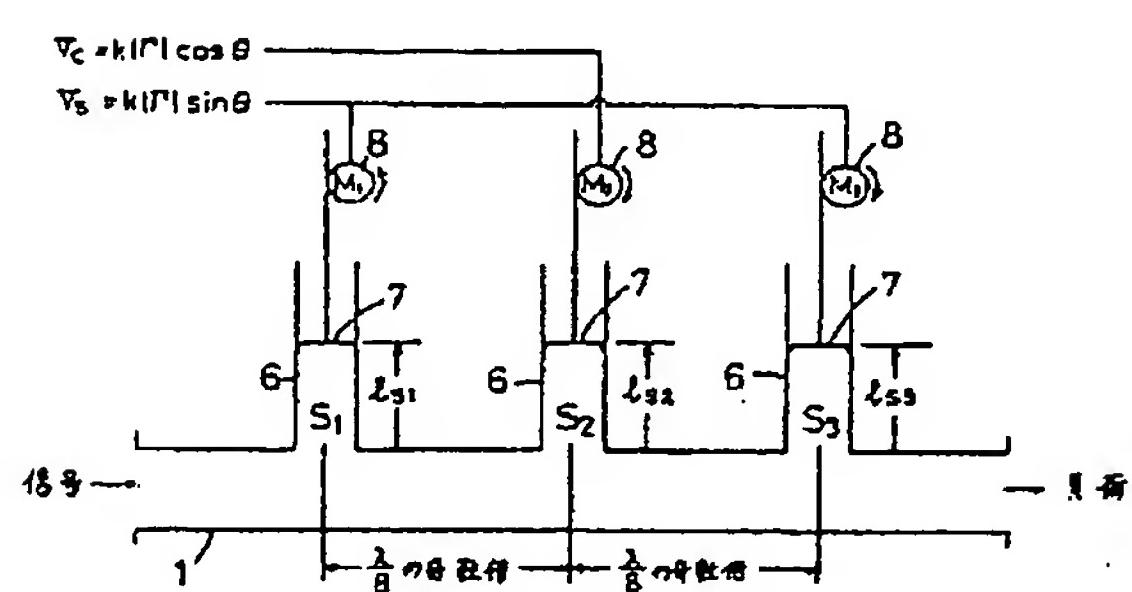
第 1 図



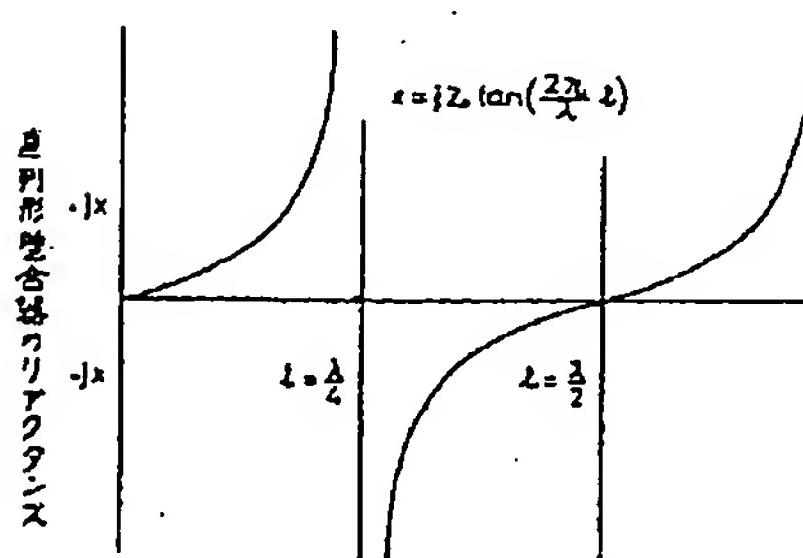
## 第 2 図



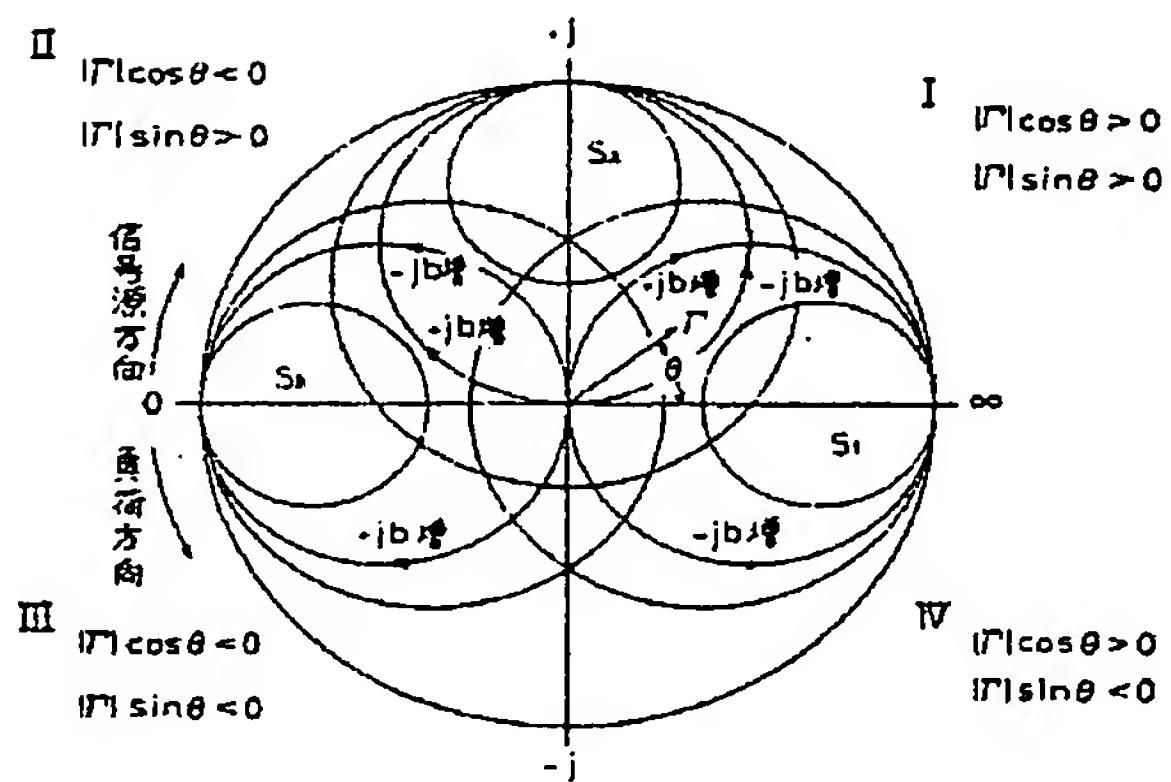
#### 第 4 図



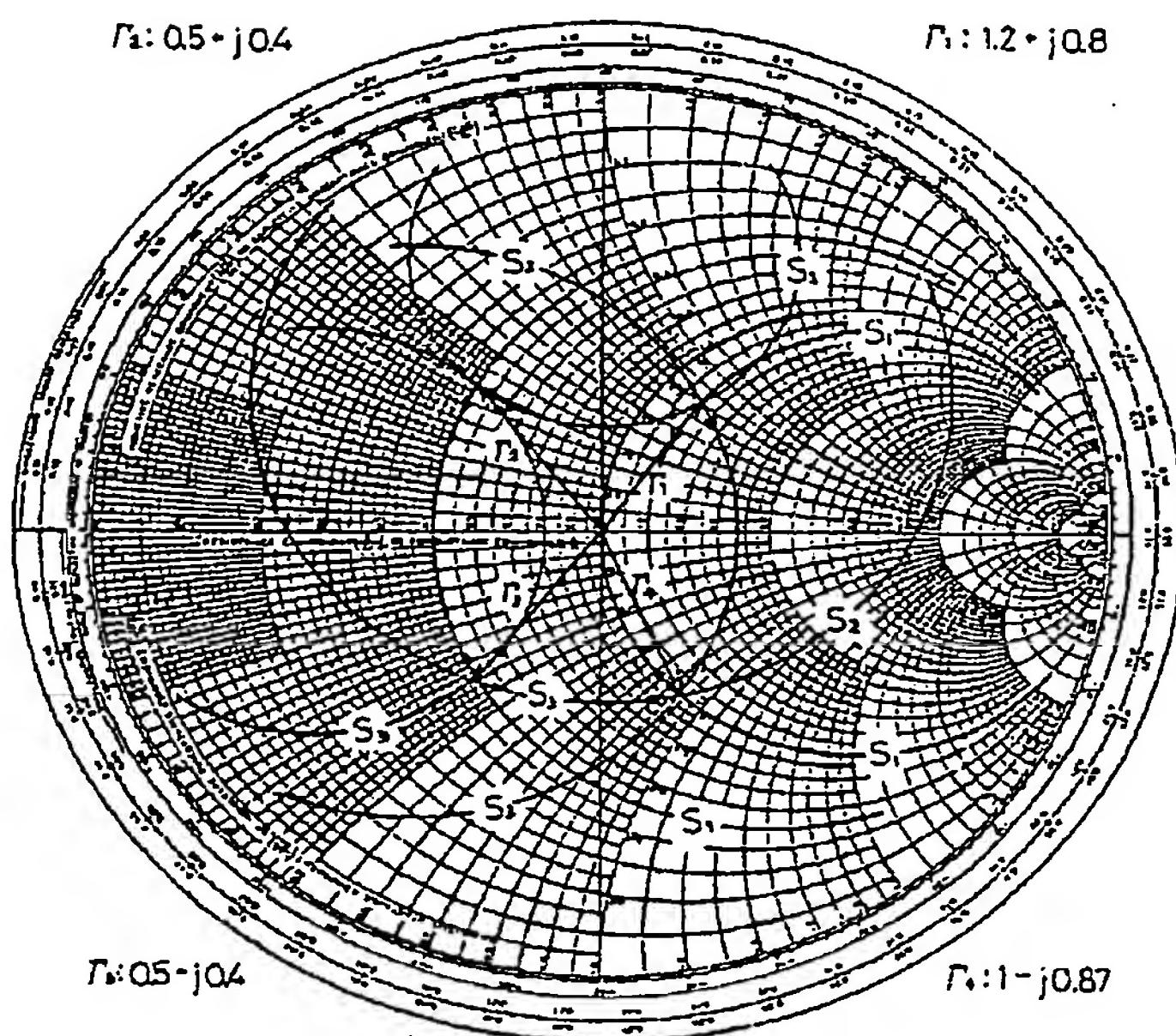
第 3 図



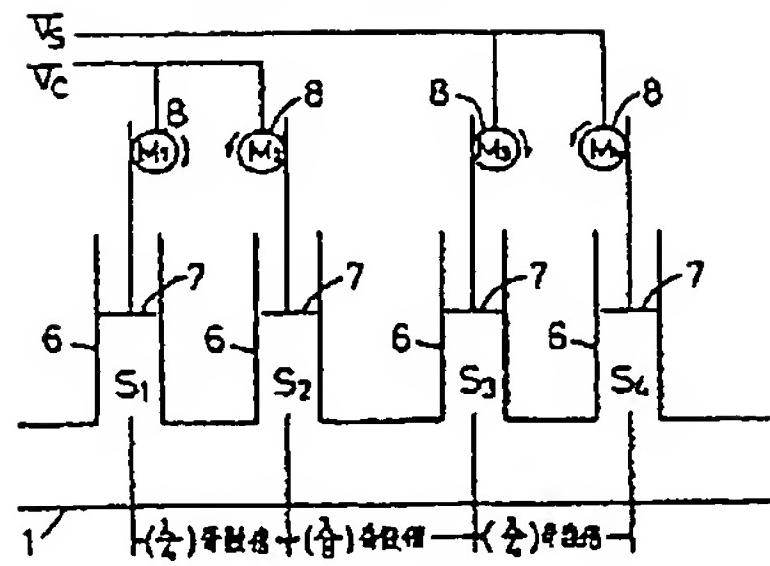
第 5 圖



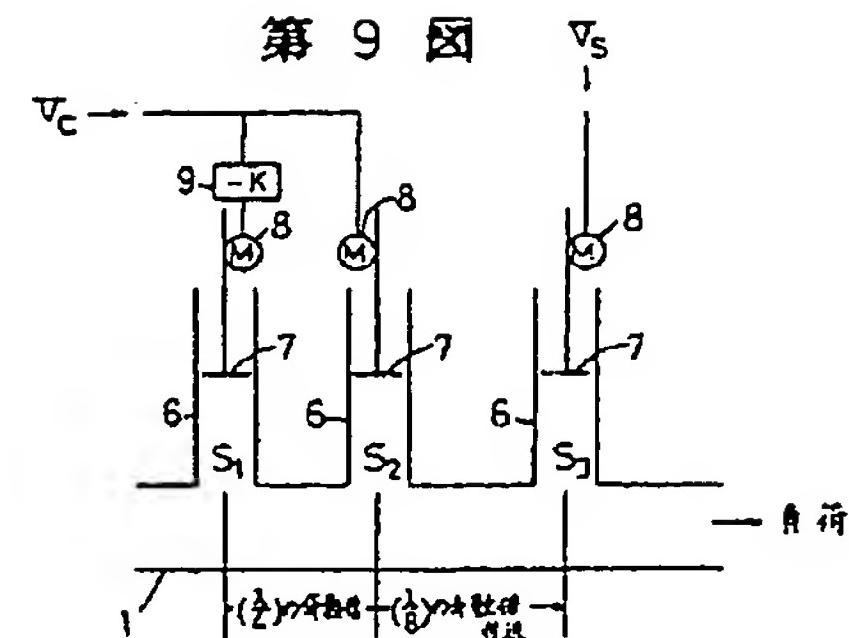
### 第 6 圖



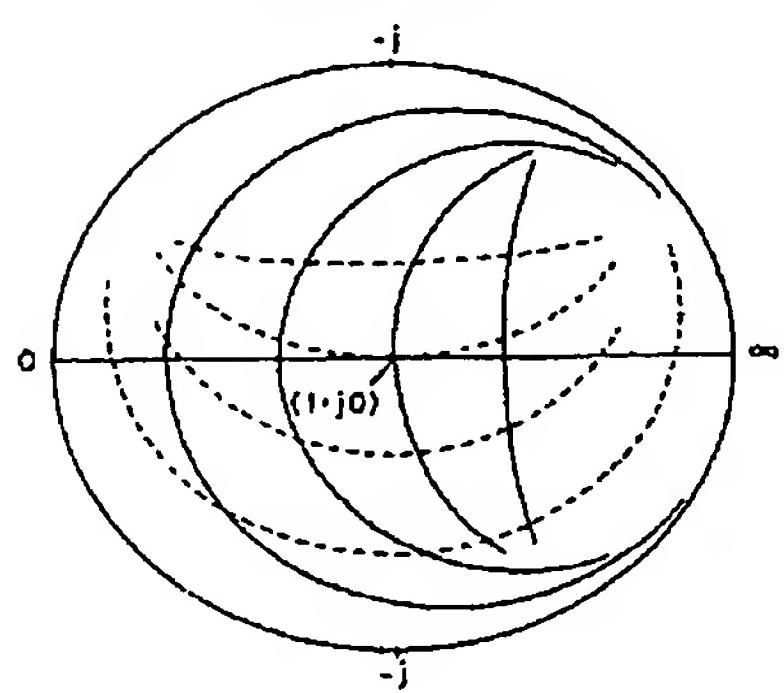
第 7 図



第 9 図



第 8 図



第 10 図

